

необходимо дополнительно минимизировать ток утечки между фазными проводами в трехфазной схеме и корпусом данный пассивный метод применять не следует. Так как из 32 возможных комбинаций измерения тока утечки в трехфазных ИТ сетях 24 измерения производится между фазными проводами и корпусом (рис. 1а).

Другой метод компенсации токов утечки использует в качестве компенсатора «фильтр-пробку» (рис. 2в). В этом случае ток утечки уменьшается в 20–25 раз во всех вариантах измерения тока утечки (рис. 1). При практически достижимых разбросах $C7$ и $L4$ на 5% ток утечки уменьшается в 15 и 10 раз соответственно. При гостированном изменении частоты сети на 5%, ток утечки компенсируется в 5 раз.

Литература

1. Векслер Г., Недочетов В., Пилинский В. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. Киев: Техника. 1990.
2. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 2. // Силовая электроника. 2007, № 1.
3. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Радио и связь, 2005. 423с.
4. ГОСТ РВ 20.57.310-98. Комплексная система контроля качества. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Методы оценки соответствия конструктивно-техническим требованиям
5. EPCOS. EMC Filters. Data Book. 2006. p. 435.
6. Цыплаков Ю.В., Щербакова В.А. Вариант построения сетевого помехоподавляющего фильтра с малым током утечки // материалы научной конференции.
7. Шушпанов Д.В., Кушнерев Д.Н. Методы снижения тока утечки в фильтрах радиопомех // X Международная научно-техническая конференции «Физика и технические приложения волновых процессов»: материалы. Самара, 2011. С. 247 - 248.

ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ КОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

*Заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор В.Ф. Дмитриков¹,
к.т.н., доцент Д.В. Шушпанов¹, студент А.А. Куприянов¹*

(Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Dmitrikov_VF@mail.ru)

PULSE REGULATOR FOR TELECOMMUNICATION SYSTEMS BASED ON FUEL CELLS

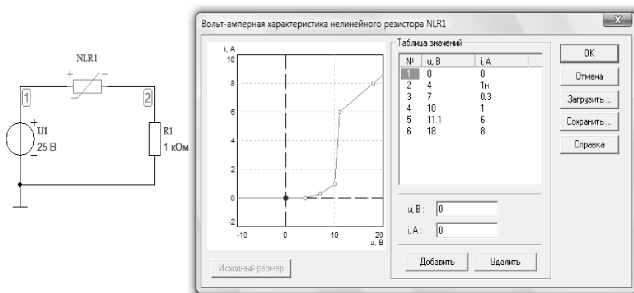
V.F. Dmitrikov, D.V. Shushpanov, A.A. Kupriyanov

Прямое (минуя тепловой цикл) преобразование химической энергии углеводородного топлива в электричество с помощью топливных элементов – одно из наиболее перспективных направлений современной энергетики. Жидкое органическое топливо является удобным и одним из самых энергоёмких источников и носителей энергии. Соответственно, именно органическое топливо является наиболее подходящим первичным источником энергии для выработки электричества, особенно когда важны вес и габариты систем питания. В отличие от традиционного способа преобразования химической энергии органического топлива в электричество через тепловой цикл, топливные элементы позволяют получить электричество из органического сырья в электрохимическом процессе напрямую. Соответственно, снимаются фундаментальные ограничения на КПД, присущие тепловому циклу, и в результате

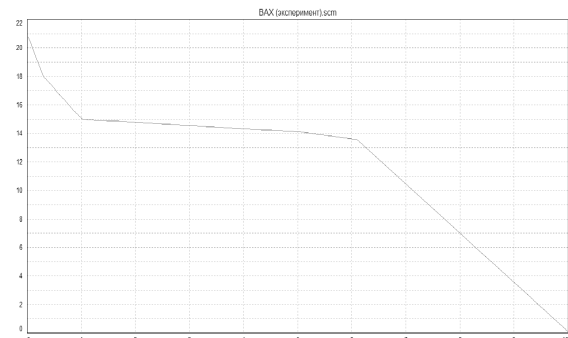
КПД преобразования химической энергии в электрическую энергию с помощью топливных элементов может достигать 70%. Кроме того, здесь отсутствуют движущиеся части, соответственно источник питания является бесшумным и более надёжным. Всё это делает такой способ получения электроэнергии особенно привлекательным для бортовых, автономных, резервных систем электропитания, для портативных источников питания средств информатики и телекоммуникаций и т. п.

На основании [1–3], а также экспериментов с топливным элементом с протонно-обменной мембраной (ТЭПОМ) Н-100 мощностью 100 Вт компании Horizon Fuel Cell Technologies была создана компьютерная модель ТЭ (рис. 1а) и получена его вольт-амперная характеристика (рис. 1б). Из рис. 1б видно, что ТЭПОМ имеет на выходе постоянное низковольтное напряжение. Для использования ТЭПОМ в системе электропитания необходимо усилить его низковольтное постоянное выходное напряжение. Для большинства систем электропитания помимо усиления требуется преобразование постоянного напряжения в переменное с частотой 50 Гц и амплитудой 310 В. Для этого принципиально возможно использовать либо трансформатор на 50 Гц, применение которого нецелесообразно в связи с его большими массогабаритными показателями, либо классический преобразователь повышающего типа.

Наиболее используемой на практике схемой является инвертор напряжения или инвертор тока. Но они имеют общие ограничения:



а)



б)

Рис. 1. Компьютерная модель ТЭ (а) и её ВАХ (б)

1) они построены либо по понижающей (инвертор напряжения), либо по повышающей схеме (инвертор тока), и не могут быть повышающе-понижающими преобразователями;

2) они не могут быть взаимозаменяемыми: либо используется инвертор тока, либо – инвертор напряжения;

Для преодоления вышеперечисленных проблем традиционных инверторов тока и напряжения используют инвертор мощности (Z-инвертор) [6]. На рис. 2 представлена общая схема инвертора мощности, которая представляет из себя Z-цепь, связывающая преобразовательный мост с входной сетью, для обеспечения новых свойств, которые невозможны в традиционных инверторах тока и напряжения. В данной цепи в качестве входного источника может выступать как источник тока, так и источник напряжения, что делает целесообразным использование данной схемы при применении топливных элементов с вольтамперной характеристикой (ВАХ) подобной приведенной на рис. 1б. Такая ВАХ имеет участки близкие к источнику напряжения и участки близкие к источнику тока. Также и нагрузка может иметь не только активно-индуктивный или активно-емкостной характер, но и являться преобразователем напряжения или преобразователем тока.

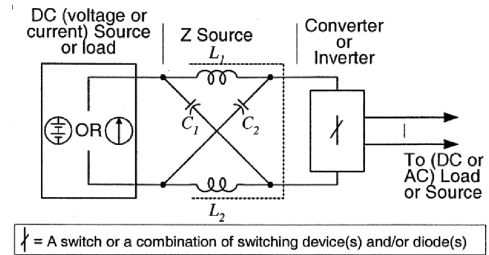


Рис. 2. Общая структура Z-инвертора (инвертора мощности)

Уникальная особенность инвертора мощности заключается в том, что он является по сути повышающее-понижающим преобразователем, имеющим широкий диапазон регулирования выходного напряжения, в отличие от традиционных инверторов тока и напряжения. Основная идея управления Z-инвертором превратить состояния инвертора, когда ключи закрыты, в новые состояния «короткого замыкания», когда открыты верхний и нижний транзисторы одной или нескольких ветвей. При этом формируется выходное синусоидальное напряжение инвертора, и происходит его увеличение Z-цепью.

Коэффициент преобразования Z-инвертора K зависит от интервала времени t_0 нового состояния ключей (когда замыкается одна или нескольких стоек моста инвертора), коэффициента модуляции M и коэффициента усиления Z-цепи B . Взаимосвязь входного постоянного напряжения V_0 и выходного напряжения инвертора v_{ac} определяется соотношением [6]:

$$v_{ac} = BM \frac{V_0}{2} = \frac{M}{1 - 2t_0/T} \cdot \frac{V_0}{2},$$

где T – период работы преобразователя.

Самый простой способ управления временем «короткого замыкания» – это использование схемы управления «простое усиление», в которой дополнительно включаются все транзисторы в промежутки времени, определяемые треугольным сигналом и двумя прямыми, равными $\pm V \sin$, где $V \sin$ – амплитуда опорного синусоидального сигнала [7]. Т.е. в данной схеме управления кроме классического сравнения пилообразного напряжения с опорным или опорными (в случае трехфазных инверторов) синусоидальными сигналами используется дополнительное сравнение пилообразного напряжения с двумя постоянными напряжениями, положительным и отрицательным, равными по модулю амплитуде опорного синусоидального сигнала. Так как добавление нового состояния происходит в промежутках времени, когда все транзисторы закрыты, то оно не изменяет рабочие состояния транзисторов, и напряжение в диагонали моста (на входе сглаживающего фильтра) остаётся таким же, как и в классическом инверторе напряжения.

В данной схеме управления общий коэффициент преобразования Z-инвертора равен [7]:

$$K = BM = M / (2M - 1).$$

Были проведены исследования зависимости коэффициента преобразования K инвертора мощности и коэффициента гармоник K_H выходного синусоидального напряжения в зависимости от параметров реактивных элементов Z-цепи. Исследовалась схема инвертора мощности без обратной связи с использованием схемы управления «простое усиление». Среди исследованных значений параметров инвертора мощности в качестве рабочих можно выделить:

1. $f_0 = 500$ Гц, $\rho = 5$ Ом, $M = 0,5135$ с $K = 6,905$ и $K_H = 2,3\%$.

2. $f_0 = 500$ Гц, $\rho = 10$ Ом, $M = 0,5134$ с $K = 6,905$ и $K_H = 4,5\%$.

3. $f_0 = 1$ кГц, $\rho = 5$ Ом, $M = 0,5133$ с $K = 6,893$ и $K_H = 4,5\%$.

$$\left[f_0 = 1/\sqrt{LC}; \rho = \sqrt{L/C} \right],$$

где L, C – элементы Z-цепи.

Другие наборы параметров либо не удовлетворяют условию по коэффициенту гармоник (5–8%), либо уступают приведенным выше параметрам в усилении.

Каждый набор рабочих параметров позволяет сконструировать преобразователь мощности с лучшими показателями по параметрам усиления входного напряжения по сравнению с классическими ШИМ-преобразователями и с лучшими показателями по массогабаритным параметрам по сравнению с трансформатором на 50 Гц.

Стоит так же отметить, что для приведенных параметров коэффициент усиления и коэффициент гармоник обладают высокой чувствительностью к изменениям коэффициента модуляции (до 3–4 раз при 10% изменении коэффициента модуляции). Чувствительность к разбросу параметров емкостей и индуктивностей Z-цепи мала.

Литература

1. Hirschenhofer J.H., Stauffer D.B., Engleman R.R., Klett M.G. Fuel Cell Handbook / 7th edition, Nov 2004 for US DOE
2. Fontes G., Turpin C., Astier S., Meynard T.A. Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack // IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 670–678, March. 2007.
3. H-100 Fuel Cell Stack User Manual V4.3 (Updated 16 May 2011): <http://www.horizonfuelcell.com/UserManual/H-Series/H-100.pdf>.
4. McCarty M.J. Determining the Optimum Operating Parameters of Unipolar PWM Inverter / 2010. 69 p.
5. Дмитриков В.Ф., Кобелянский А.Е., Самылин И.Н., Шушпанов Д.В. Анализ однофазного инвертора напряжения с синусоидальной ШИМ при работе на линейную и нелинейную нагрузки // Труды учебных заведений связи / СПбГУТ. СПб, 2005. №172. С. 168-179.
6. Peng F.Z. Z-Source Inverter // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, No. 2, pp. 504-510, March/April 2003.
7. Thangaprakash S., Krishnan A. Comparative evaluation of modified pulse width modulation schemes of Z-source inverter for various applications and demands // International Journal of Engineering, Science and Technology Vol. 2, No. 1, 2010, pp. 103-115

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ С НИЗКИМ УРОВНЕМ КОММУТАЦИОННЫХ ПОТЕРЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ

*Заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор В.Ф. Дмитриков¹,
к.т.н., доцент Д.В. Шушпанов¹, студент Н.С. Щипанов¹*

(Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Dmitrikov_VF@mail.ru)

INVESTIGATION OF HF PULSE POWER SUPPLIES WITH LOW LEVEL OF SWITCHING LOSSES AND RADIO FREQUENCY NOISE

V.F. Dmitrikov, D.V. Shushpanov, N.S. Tshipanov

В современной экономике, как и в природе закономерен своеобразный круговорот. Ведь внутри страны и не только, все отрасли связаны. И повышение или наоборот снижение расходов в одной отрасли, ведёт к изменению цены конечного товара. Уменьшение же стоимости приводит к удовлетворенности населения, к росту спроса и соответственно прибыли. Какое же будет падение цены, если снизятся расходы на электричество? Как известно, любое производство зависит от этого ресурса. Об этом и пойдёт речь

Источники вторичного электропитания (ИБЭП) предназначены для получения напряжения, необходимого для питания различных электронных устройств. Они образуют наиболее широкий класс транзисторных преобразователей. ИБЭП являются преобразователями электрической энергии и обеспечивают электрические параметры на выходе (выходах) требуемые потребителю.

Преобразование энергии не на промышленной частоте (50 Гц), а на высокой частоте (сотни килогерц – единицы мегагерц) позволяет в десятки – сотни раз снизить объем и массу реактивных фильтрующих устройств и согласующих трансформаторов, которые даже в современных импульсных ИП занимают до 50–70% габаритов и веса всей системы. Повышение частоты преобразования электрической энергии, определяемое частотой переключения транзисторов, в импульсных высокочастотных преобразователях напряжения (ВПН) требует соответствующего режима переключения транзисторов. Это обусловлено тем, что на часто-